

## Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 10190497  
 PUBLICATION DATE : 21-07-98

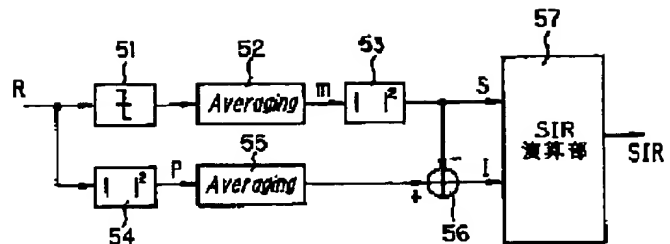
APPLICATION DATE : 27-12-96  
 APPLICATION NUMBER : 08349575

APPLICANT : FUJITSU LTD;

INVENTOR : ASANO MASAHIKO;

INT.CL. : H04B 1/10 H04B 17/00 H04J 13/00 //  
 H04L 27/18

TITLE : SIR MEASURING DEVICE



ABSTRACT : PROBLEM TO BE SOLVED: To measure and SIR(selective information retrieval) with high accuracy with a simple structure and operation.

SOLUTION: An SIR measuring method measures an S/N ratio which is a ratio of expected wave power to noise power or an S/I ratio which is a ratio of expected wave power to interference wave power. In such cases, a signal point changing part 51 takes an absolute value of an I component (common mode component) and a Q component (rectangular component) of a receiving signal, converts the receiving signal into a signal of the 1st quadrant of an I-Q rectangular coordinate system and calculates a 1st mean power (expected wave power) S by squaring a mean value of the converted signal. A receiving power operating part 54 operates the mean value of a squared receiving signal, calculates the mean value of receiving power and calculates noise power or interference wave power I by subtracting the power S from the receiving power. An SIR operating part 57 operates an S/N ratio or an S/I ratio from the power S and noise power or the power I and outputs it.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-190497

(43) 公開日 平成10年(1998) 7月21日

(51) Int.Cl.<sup>8</sup> 識別記号  
 H 0 4 B 1/10  
 17/00  
 H 0 4 J 13/00  
 // H 0 4 L 27/18

F I  
 H 0 4 B 1/10 Z  
 17/00 K  
 H 0 4 L 27/18 A  
 H 0 4 J 13/00 A

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平8-349575

(22) 出願日 平成 8 年(1996)12月27日

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番  
1 号

(72) 発明者 大石 泰之

神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番  
1 号 富士通株式会社内

(72) 発明者 長谷 和男

神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番  
1 号 富士通株式会社内

(74) 代理人 弁理士 斉藤 千幹

最終頁に続く

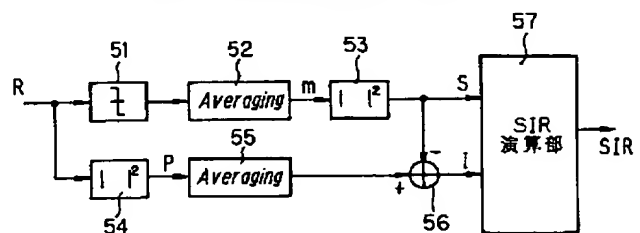
## (54) 【発明の名称】 S I R 測定装置

## (57) 【要約】

【課題】 簡単な構成及び演算で S I R を精度良く測定できるようにする。

【解決手段】 希望波電力と雑音電力の比である  $S/N$  比または希望波電力と干渉波電力の比である  $S/I$  比を測定する S I R 測定方法において、信号点位置変更部 51 は受信信号の I 成分 (同相成分) 及び Q 成分 (直交成分) の絶対値をとって該受信信号を I - Q 直交座標系の第 1 象限の信号に変換し、該変換された信号の平均値を二乗して第 1 の平均電力 (希望波電力) S を求め、受信電力演算部 54 は受信信号の二乗の平均値を演算して受信電力の平均値を求め、受信電力より希望波電力 S を減算して雑音電力あるいは干渉波電力 I を求め、S I R 演算部 57 は希望波電力 S と雑音電力あるいは干渉波電力 I より  $S/N$  比あるいは  $S/I$  比を演算して出力する

本発明の第1のSIR測定装置の構成



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 希望波電力と雑音電力の比である $S/N$ 比または希望波電力と干渉波電力の比である $S/I$ 比を測定するSIR測定装置において、

I成分（同相成分）及びQ成分（直交成分）を含む受信信号をI-Q直交座標系の第1象限の信号に変換し、該変換された信号の平均値を二乗して第1の平均電力を演算する手段、

受信信号の二乗の平均値を演算して第2の平均電力を演算する手段、

前記第2の平均電力より第1の平均電力を減算して雑音電力あるいは干渉波電力を演算する手段、

前記第1の平均電力を希望波電力とし、該希望波電力と前記雑音電力あるいは干渉波電力より $S/N$ 比あるいは $S/I$ 比を演算して出力する手段を有することを特徴とするSIR測定装置。

【請求項2】 前記第1の平均電力を演算する手段は、受信信号のI成分及びQ成分の絶対値を演算して受信信号をI-Q直交座標系の第1象限の信号に変換することを特徴とする請求項1記載のSIR測定装置。

【請求項3】 前記雑音電力あるいは干渉波電力に応じて第1、第2の平均電力を算出するための平均時間を可変制御する手段を有することを特徴とする請求項1記載のSIR測定装置。

【請求項4】 前記 $S/N$ 比あるいは $S/I$ 比をSIRと表現するとき、 $SIR/(SIR+1)$ を演算して補正係数を求め、該補正係数をSIRに乗算して真のSIRとして出力する手段を有することを特徴とする請求項1または請求項3記載のSIR測定装置。

【請求項5】 前記 $S/N$ 比あるいは $S/I$ 比を用いて無線装置の送信電力を制御することを特徴とする請求項1記載のSIR測定装置。

【請求項6】 希望波電力と雑音電力の比である $S/N$ 比または希望波電力と干渉波電力の比である $S/I$ 比を測定するSIR測定装置において、

I成分（同相成分）及びQ成分（直交成分）よりなる受信信号の所属するI-Q直交座標系の象限を判定する手段、

受信信号が属する象限に応じた角度の位相回転を該受信信号に施して受信信号をI-Q直交座標系の第1象限の信号に変換し、該変換された信号の平均値を二乗して第1の平均電力を演算する手段、

受信信号の二乗の平均値を演算して第2の平均電力を演算する手段、

前記第2の平均電力より第1の平均電力を減算して雑音電力あるいは干渉波電力を演算する手段、

前記第1の平均電力を希望波電力とし、該希望波電力と前記雑音電力あるいは干渉波電力より $S/N$ 比あるいは $S/I$ 比を演算して出力する手段を有することを特徴とするSIR測定装置。

【請求項7】 前記雑音電力あるいは干渉波電力に応じて第1、第2の平均電力を算出するための平均時間を可変制御する手段を有することを特徴とする請求項6記載のSIR測定装置。

【請求項8】 前記 $S/N$ 比あるいは $S/I$ 比をSIRと表現するとき、 $SIR/(SIR+1)$ を演算して補正係数を求め、該補正係数をSIRに乗算して真のSIRとして出力する手段を有することを特徴とする請求項6または請求項7記載のSIR測定装置。

【請求項9】 前記 $S/N$ 比あるいは $S/I$ 比を用いて無線装置の送信電力を制御することを特徴とする請求項6記載のSIR測定装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はSIR測定装置に係わり、特に、希望波電力と雑音電力の比である $S/N$ 比または希望波電力と干渉波電力の比である $S/I$ 比を測定するSIR測定装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】無線通信では、通信品質の制御や監視などのために、受信機において受信信号の信号対雑音電力比 $S/N$ 、あるいは信号対干渉電力比 $S/I$ を測定する必要がある。特に、次世代の通信方式として検討されている符号分割多元接続（CDMA：Code Division Multiple Access）方式を用いたシステムでは、干渉電力がシステムの容量を決定する特徴があるために、 $S/I$ を一定に保つ閉ループ送信電力技術が用いられる。かかる送信電力制御を行うためには、 $S/N$ 比あるいは $S/I$ 比を測定することが必須となる。

【0003】図16は送信電力制御の必要性を説明するための説明図であり、1は基地局（BS）、 $2_1 \sim 2_n$ は移動局（MS<sub>1</sub>～MS<sub>n</sub>）であり、CDMA方式により通信が行われる。CDMA方式はスペクトラム拡散通信方式を用いた多元接続方法であり、基地局1は複数のチャネルあるいはユーザの伝送情報をそれぞれ別の符号（PN系列）で拡散変調し、各拡散変調信号を多重して伝送する。各移動局 $2_1 \sim 2_n$ はそれぞれ通信時に割り当てられた符号例えば（PN系列）を用いて受信符号多重信号に逆拡散を施して自局宛の伝送情報を復調すると共に、送信情報をPN系列で拡散変調して基地局1に送る。CDMA方式による移動無線において、各移動局 $2_1 \sim 2_n$ からの信号は時間的に重なって基地局1に到達する。各移動局 $2_1 \sim 2_n$ から基地局1に到達する信号強度（電力）は、距離、伝送路の通信環境、送信電力の違いにより異なる。ある移動局に着目すると他の移動局から出力される信号は干渉波となり、他の移動局からの信号強度が大きいと通信が不可能になる。このため、所定の移動局 $2_1 \sim 2_n$ から基地局1に到達する信号電力と熱雑音を含めた干渉波の電力の比である $S/I$ 比を一定にする必要がある。このために送信電力制御が必要になる。

【0004】図17は閉ループ方式による送信電力制御の処理フローである。基地局BSは移動局MS<sub>i</sub> (i = 1, 2, ..., n) からの受信信号電力と干渉波電力との比であるS/I比を測定し(ステップ111)、測定したS/I比を下り信号で移動局MS<sub>i</sub>に通知する(ステップ112)。移動局MS<sub>i</sub>は基地局BSよりS/I比の通知があったかチェックし(ステップ121)、通知されたS/I比に基づいて送信電力を決定し、該送信電力で信号を送信する(ステップ122)。

【0005】図18はS/I比(SIR: Signal Interference Ratio)を測定する従来のSIR測定装置の受信機における配設位置説明図であり、3は受信機、4はSIR測定装置である。尚、送信機は、直列データを1ビットずつ交互に振り分けて同相成分(I成分: In-Phase component)データと直交成分(Q成分: Quadrature component)の2系列に分け、各2系列のデータにPN系列を乗算して拡散変調し、得られたI成分及びQ成分の拡散変調信号にQPSK直交変調を施して送信しているものとする。受信機3において3aはアンテナ、3bは必要周波数帯域のみを通過する広帯域のバンドパスフィルタ、3cは直交復調器(QDET)であり拡散変調信号V<sub>I</sub>, V<sub>Q</sub>を復調するもの、3d<sub>I</sub>, 3d<sub>Q</sub>は逆拡散回路であり、I成分及びQ成分の拡散変調信号V<sub>I</sub>, V<sub>Q</sub>を入力されI成分及びQ成分のデータD<sub>I</sub>, D<sub>Q</sub>を出力するもの、3eはデータ復調部であり、伝送による位相回転データD<sub>I</sub>, D<sub>Q</sub>に逆方向回転処理を施し、回転処理結果のレベルを判定して再生データを出力するものである。

【0006】逆拡散回路3d<sub>I</sub>, 3d<sub>Q</sub>において、5<sub>I</sub>, 5<sub>Q</sub>は送信側と同一のPN系列C<sub>I</sub>, C<sub>Q</sub>を拡散変調信号V<sub>I</sub>, V<sub>Q</sub>に乘算する乗算器、6<sub>I</sub>, 6<sub>Q</sub>は乗算器出力信号を1シンボル期間積分して積分結果、すなわち、I成分及びQ成分のデータD<sub>I</sub>, D<sub>Q</sub>を順次出力する積分器である。I成分及びQ成分の拡散変調信号V<sub>I</sub>, V<sub>Q</sub>はI, j Q複素平面上で表すと図19に示すようになり、その合成ベクトルVがI, j Q複素平面における拡散変調信号のベクトルとなる。

【0007】図20はSIR測定装置4の構成図であり、3dは逆拡散回路(図18の逆拡散回路3d<sub>I</sub>, 3d<sub>Q</sub>に相当)である。4aは逆拡散前の拡散変調信号の電力Pを次式

$$P = V_I^2 + V_Q^2$$

により演算する電力演算部、4bはNシンボル分の電力の平均値を演算する平均値演算部、4cは拡散率をPGとすると、平均電力を1/PGして干渉波電力Iを演算する干渉波電力算出部、4dは逆拡散後の希望波電力Pdを次式

$$Pd = D_I^2 + D_Q^2$$

により演算する希望波電力演算部、4eは希望波電力のNシンボル分の平均値Sを演算する平均値演算部、4f

は希望波電力Sと干渉波電力Iより次式

$$SIR = S / I$$

によりSIRを演算するSIR演算部である。

【0008】スペクトラム拡散通信方式において、送信機の拡散回路はデジタル信号にPN系列(±1のレベル値をランダムにとる矩形波)を乗算して拡散変調する。PN系列の変化速度(矩形波時間幅T<sub>c</sub>)は、それによって変調を受けるシンボル切替速度(データの1ビット区間幅T)に比べはるかに早い速度で切り替わるように設定されている。すなわちT ≫ T<sub>c</sub>となる。このTの時間幅をビット区間(bit duration)、T<sub>c</sub>の時間幅をチップ区間(chip duration)という。TとT<sub>c</sub>との比すなわちT/T<sub>c</sub>が拡散率あるいは拡散比(spreading ratio)でPGで表現する。拡散変調により、希望信号の帯域(=2/T)は拡散されて2/T<sub>c</sub>となる。すなわち、帯域がPG倍に拡散される。この結果、受信機には図21に示すように拡散変調により帯域がPG倍された希望信号S<sub>d</sub>と干渉信号S<sub>i</sub>が入力される。電力演算部4aは希望信号S<sub>d</sub>と干渉信号S<sub>i</sub>の合成信号の電力を演算し、干渉波電力算出部4cは平均電力を1/PGして希望信号と同一帯域幅の干渉波電力I(図21の右上がりハッチング部)を算出する。一方、希望波電力演算部4d及び平均値演算部4eは逆拡散後の希望波電力の平均値Sを演算し、SIR演算部4fはS/Iの演算によりSIRを演算して出力する。

【0009】図22は従来の別のSIR測定装置の構成図であり、3は受信機、5はSIR測定装置である。受信機3は図18の受信機と同一構成を有し、同一部分には同一符号を付している。SIR測定装置5において5aは信号点位置変更部であり、図23(a)に示すようにI-j Q複素平面における受信信号点D(I成分はD<sub>I</sub>, Q成分はD<sub>Q</sub>)を第1象限に縮退するものである。具体的には、信号点位置変更部5aは受信信号DのI成分(同相成分)D<sub>I</sub>及びQ成分(直交成分)D<sub>Q</sub>の絶対値をとって該受信信号をI, j Q複素平面の第1象限信号に変換する。5bはNシンボル分の受信信号の平均値mを演算する平均値演算部、5cは平均値mのI, Q軸成分を二乗して加算することによりm<sup>2</sup>(希望信号の電力S)を演算する希望波電力演算部である。5dはパイロットシンボルの理想信号点位置ベクトルを出力する理想位置ベクトル出力部(PILLOT)であり、データフレームに内挿されたパイロットシンボルを検出し、図23(b)に示すようにパイロットシンボルの理想信号点(既知)に応じたI, Q軸成分(ベクトルD<sub>IF</sub>)を出力するものである。5eは実際のパイロットシンボルの位置ベクトルD<sub>AP</sub>とパイロットシンボルの理想点位置ベクトルD<sub>IF</sub>の誤差ベクトルD<sub>ERR</sub>を演算する誤差ベクトル演算部、5fは誤差ベクトルの各軸成分の二乗を演算して受信電力の分散σ<sup>2</sup>(誤差ベクトルの電力)を演算する誤差電力演算部、5gは誤差電力の平均値を演算して

干渉波電力  $I$  を出力する平均値演算部、5 h は希望波電力  $S$  と干渉波電力  $I$  より次式

$$SIR = S / I$$

により  $SIR$  を演算する  $SIR$  演算部である。

【0010】希望信号及び干渉波を含む入力信号を  $x_i$  ( $i=1, 2, \dots, N$ ) とするとき、入力信号の平均値  $m$  は次式  $m = (1/N) \cdot \sum x_i$  ( $i=1, 2, \dots, N$ ) で表現され、平均値  $m$  を二乗したものが希望波電力となる。一方、入力信号と平均値の差を二乗したものの平均値  $\sigma^2$  は干渉波電力であり、次式  $\sigma^2 = (1/N) \cdot \sum (x_i - m)^2$  ( $i=1, 2, \dots, N$ )

で表現される。そこで、信号点位置変更部 5 a、平均値演算部 5 b 及び希望波電力演算部 5 c において、入力信号の平均値  $m$  を二乗して希望波電力  $S$  を求める。一方、理想位置ベクトル出力部 5 d、誤差ベクトル演算部 5 e、誤差電力演算部 5 f 及び平均値演算部 5 g において干渉波電力  $I$  を求め、 $SIR$  演算部 5 h において  $S/I$  の演算を実行して  $SIR$  を出力する。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】図 20 に示す  $SIR$  測定方法では、希望信号  $S_d$  と干渉信号  $S_i$  の合成信号の平均電力を  $1/PG$  して干渉電力  $I$  (図 21 の右上がりハッチング部) を算出するため、演算された干渉波電力  $I$  に希望波電力が含まれ (図 21 のダブルハッチング部参照)、測定誤差の原因になる。このため CDMA における多重チャンネルあるいはユーザ数が少ないと干渉波電力  $I$  に含まれる希望波電力の割合が大きくなり  $SIR$  の測定誤差が大きくなる問題がある。また、図 22 に示す  $SIR$  測定方法では、受信信号と理想信号のベクトル誤差を求める必要があるため、パイロット検出、ベクトル誤差算出演算、ベクトル誤差の二乗演算をシンボル毎に実行し、その平均演算を行う必要があり、回路構成あるいは演算が複雑になる問題がある。以上から、本発明の目的は高精度でかつ簡単な構成及び演算で  $SIR$  を測定できる  $SIR$  測定装置を提供することである。

【0012】

【課題を解決するための手段】上記課題は第 1 の発明によれば、受信信号の  $I$  成分 (同相成分) 及び  $Q$  成分 (直交成分) の絶対値をとって該受信信号を  $I-Q$  直交座標系の第 1 象限の信号に変換し、該変換された信号の平均値を二乗して第 1 の平均電力を求める手段、受信信号の二乗の平均値を演算して第 2 の平均電力を求める手段、前記第 2 の平均電力より第 1 の平均電力を減算して雑音電力あるいは干渉波電力を求める手段、前記第 1 の平均電力を希望波電力とし、該希望波電力と前記雑音電力あるいは干渉波電力より  $S/N$  比あるいは  $S/I$  比を演算して出力する手段を備えた  $SIR$  測定装置により達成される。

【0013】上記課題は第 2 の発明によれば、 $I$  成分

(同相成分) 及び  $Q$  成分 (直交成分) よりなる受信信号の所属する  $I-Q$  直交座標系の象限を判定する手段、受信信号が属する象限に応じた角度の位相回転を該受信信号に施して受信信号を  $I-Q$  直交座標系の第 1 象限の信号に変換し、該変換された信号の平均値を二乗して第 1 の平均電力を求める手段、受信信号の二乗の平均値を演算して第 2 の平均電力を求める手段、前記第 2 の平均電力より第 1 の平均電力を減算して雑音電力あるいは干渉波電力を求める手段、前記第 1 の平均電力を希望波電力とし、該希望波電力と前記雑音電力あるいは干渉波電力より  $S/N$  比あるいは  $S/I$  比を演算して出力する手段を備えた  $SIR$  測定装置により達成される。

【0014】以上の  $SIR$  測定装置によれば、従来のようにパイロットシンボル検出、ベクトル誤差演算、ベクトル誤差の二乗演算をシンボル毎に実行し、その平均演算を行う必要がないため、回路構成を簡略化でき、しかも、演算を簡単にすることができる。ところで、第 1、第 2 の発明の  $SIR$  測定装置では、平均時間が長くなる程 (シンボル数が多くなる程)、高精度に  $SIR$  を測定でき、一方、干渉波電力  $I$  が大きくなる程、測定誤差が大きくなる。そこで、干渉波電力が大きくなるにつれて平均時間を長くする (シンボル数を多くする) 手段を設け、高精度の測定を可能にする。更に、第 1、第 2 の発明の  $SIR$  測定装置では、 $SIR$  が小さくなる程測定誤差が大きくなる。そこで、 $SIR / (SIR + 1)$  を演算して補正係数  $c$  を求め、該補正係数  $c$  を  $SIR$  に乗算して真の  $SIR$  として出力する手段を設け、高精度の測定を可能にする。

【0015】

【発明の実施の形態】

(A) 送受信機の構成

図 1 は本発明の  $SIR$  測定装置を備えた送受信機の構成図であり、11 は受信部、12 は送信部、13 は  $SIR$  測定装置である。なお、送信側より、直列データを 1 ビットづつ交互に振り分けて同相成分 ( $I$  成分: In-Phase component) データと直交成分 ( $Q$  成分: Quadrature component) の 2 系列に分け、各 2 系列のデータに PN 系列を乗算して拡散変調し、得られた  $I$  成分及び  $Q$  成分の拡散変調信号に QPSK 直交変調を施した信号が送られてくるものとする。

【0016】受信部 11 において、11 a はアンテナ、11 b は必要周波数帯域のみを通過する広帯域のバンドパスフィルタ、11 c は QPSK 直交復調器 (QDET) であり拡散変調信号  $V_I, V_Q$  を復調するもの、11 d<sub>I</sub>, 11 d<sub>Q</sub> は逆拡散回路であり、 $I$  成分及び  $Q$  成分の拡散変調信号  $V_I, V_Q$  を入力され  $I$  成分及び  $Q$  成分のデータ  $R_I, R_Q$  を出力するもの、11 e はデータ復調部であり、伝送による位相回転分データ  $D_I, R_Q$  に逆方向回転処理を施し、回転処理結果のレベルを判定して再生データを出力するものである。逆拡散回路 11 d<sub>I</sub>, 11

$d_q$ において、 $21_I$ 、 $21_q$ は送信側と同一のPN系列 $C_I$ 、 $C_q$ を拡散変調信号 $V_I$ 、 $V_q$ に乘算する乗算器、 $22_I$ 、 $22_q$ は乗算器出力信号を1シンボル期間積分して積分結果、すなわち、I成分及びQ成分のデータ $R_I$ 、 $R_q$ を順次出力する積分器である。I成分及びQ成分のデータ $R_I$ 、 $R_q$ はI、j Q複素平面上で表すと図3に示すようになり、その合成ベクトル $R$ がI、j Q複素平面における受信データの信号点位置ベクトルとなる。

【0017】送信部12において、12aは送信データを1ビットづつ交互に振り分けてI成分データ $D_I$ とQ成分データ $D_q$ の2系列に変換する直列/並列変換器(S/P変換器)、12b<sub>I</sub>、12b<sub>q</sub>は拡散回路であり、PN系列 $C_I'$ 、 $C_q'$ を発生するPN系列発生部(図示せず)と、I成分データ $D_I$ とQ成分データ $D_q$ にそれぞれにPN系列 $C_I'$ 、 $C_q'$ を乗算する乗算器 $ML_I$ 、 $ML_q$ を有している。12cは送信電力制御用のアッテネータ部であり、乗算器12c<sub>I</sub>、12c<sub>q</sub>を備え、受信信号のSIR値に応じた送信電力制御係数 $p$ をI、Q成分の拡散変調信号に乘算して送信電力を制御する。尚、アッテネータは後述する直交変調器12dの後段に設けることもできる。12dはアッテネータ出力をQPSK直交変調する直交変調器(QMOD)、12eは直交変調器出力を増幅する電力増幅器、12fはアンテナである。

【0018】図3は直交復調器11cの構成図であり、11c-1は所定周波数の搬送波 $\cos \omega_1 t$ を出力する搬送波発生部、11c-2は搬送波の位相を $90^\circ$ 移相して $-\sin \omega_1 t$ を出力する $90^\circ$ 移相器、11c-3は入力信号に $\cos \omega_1 t$ を乗算して拡散変調信号のI成分 $V_I$ を出力する乗算部、11c-4は入力信号に $-\sin \omega_1 t$ を乗算して拡散変調信号のQ成分 $V_q$ を出力する乗算部である。図4は直交変調器12dの構成図であり、12d-1は所定周波数の搬送波 $\cos \omega_2 t$ を出力する搬送波発生部、12d-2は搬送波の位相を $90^\circ$ 移相して $-\sin \omega_2 t$ を出力する $90^\circ$ 移相器、12d-3は入力信号(拡散変調信号のI成分)に $\cos \omega_2 t$ を乗算する乗算部、12d-4は入力信号(拡散変調信号のQ成分)に $-\sin \omega_2 t$ を乗算する乗算部、12d-5は各乗算器出力を合成して電力増幅器12eに入力する合成部である。

【0019】図5はデータ復調部11eの構成図、図6はデータ復調部の動作説明図である。図5において、11e-1はデータフレームに内挿されているパイロットシンボルを検出し、理想パイロットシンボル位置から実際のパイロットシンボル位置までの回転角度 $\theta$ を演算する回

$$m = (1/N) \cdot \sum x_i \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (2)$$

で表現され、平均値 $m$ を二乗したものが希望波電力 $S$ となる。一方、入力信号と平均値の差を二乗したものの平

$$\sigma^2 = (1/N) \cdot \sum (x_i - m)^2 \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (3)$$

で表現される。(3)式を変形すると、

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= (1/N) \cdot \sum x_i^2 - (2m/N) \cdot \sum x_i + (1/N) \cdot \sum m^2 \\ &= (1/N) \cdot \sum x_i^2 - 2m^2 + m^2 \\ &= \{ (1/N) \cdot \sum x_i^2 \} - m^2 \end{aligned} \quad (4)$$

転角度演算部、11e-2は逆拡散回路11d<sub>I</sub>、11d<sub>q</sub>から出力されるデータ $R_I$ 、 $R_q$ をI、Q成分とする信号点位置ベクトルに $-\theta$ の回転演算を施す回転演算部、11e-3、11e-4は回転演算処理を施された $R_I'$ 、 $R_q'$ と設定レベルを比較して"1"、"0"を判定する判定回路、11e-5はI、Q成分データを直列に変換するP/S変換部である。データフレームに内挿されているパイロットシンボルを検出し、その信号点位置ベクトル $P_{ACT}$ (図6参照)がわかればパイロットシンボルの理想信号点位置ベクトル $P_{IDL}$ が既知であるから、伝送によるシンボルの位相回転角度 $\theta$ が求まる。そこで、回転角度演算部11e-1はパイロットシンボルを検出してその位相回転角度 $\theta$ を演算し、回転演算部11e-2は各シンボルに回転角度 $-\theta$ の回転処理を施して元に戻し、判定部11e-3、11e-4は回転演算処理を施されたデータ $R_I'$ 、 $R_q'$ の"1"、"0"を判定する。これにより、精度の高いデータ復調が可能になる。

【0020】(B) SIR測定装置の第1の実施例

図7は本発明のSIR測定装置の第1の実施例構成図である。図中、51は信号点位置変更部であり、図8に示すようにI-j Q複素平面における受信信号点の位置ベクトル $R$ (I成分は $R_I$ 、Q成分は $R_q$ )を第1象限に縮退するものである。具体的には、信号点位置変更部51は受信信号点の位置ベクトル $R$ のI成分(同相成分) $R_I$ 及びQ成分(直交成分) $R_q$ の絶対値をとって該位置ベクトルを1-j Q複素平面の第1象限信号に変換する。52はNシンボル分の受信信号点位置ベクトルの平均値 $m$ を演算する平均値演算部、53は平均値 $m$ のI、Q軸成分を二乗して加算することにより $m^2$ (希望信号の電力 $S$ )を演算する希望波電力演算部である。54は受信信号点の位置ベクトル $R$ のI成分 $R_I$ 、Q成分 $R_q$ を二乗して加算することにより、すなわち次式

$$P = R_I^2 + R_q^2$$

を演算することにより、受信電力 $P$ を計算する受信電力算出部である。55は受信電力の平均値を演算する平均値演算部、56は受信電力の平均値から $m^2$ (希望波電力 $S$ )を減算して干渉波電力 $I$ を出力する減算器、57は希望波電力 $S$ と干渉波電力 $I$ より次式

$$SIR = S/I \quad (1)$$

によりSIRを演算するSIR演算部である。

【0021】希望信号及び干渉波を含む入力信号を $x_i$ ( $i=1, 2, \dots, N$ )とすると、入力信号の平均値 $m$ は次式

平均値(分散) $\sigma^2$ は干渉波電力 $I$ であり、次式

となる。

【0022】そこで、受信電力算出部54及び平均値演算部55は(4)式の右辺第1項のを演算を実行し、減算器56は平均値演算部55の出力より $m^2$ （希望波電力S）を減算して干渉波電力Iを演算し、SIR演算部57は(1)式の演算を実行してSIRを出力する。第1実施例によれば、Nシンボルに1回減算を行うだけで良く、従来方法のようにパイロット検出、ベクトル誤差演算、ベクトル誤差の二乗演算をシンボル毎に実行し、その平均演算を行う必要がないため、回路構成を簡略化でき、しかも、演算を簡単にすることができる。

【0023】(C) SIR測定装置の第2の実施例

$$(\pi/2) \cdot k \leq \phi < (\pi/2) \cdot (k+1), \quad k \text{は整数} \quad (5)$$

を満足するkを求め、 $k \cdot (\pi/2)$ 時計方向に位置ベクトルRを回転して位置ベクトルを第1象限に変換する。尚、(5)式を満足する $\phi$ は次式

$$k = \phi \bmod (\pi/2) \quad (6)$$

により表現される。

【0024】位置ベクトルRが第1象限に存在する場合には $k=0$ 、第2象限に存在する場合には $k=1$ 、第3象限に所属する場合には $k=2$ 、第4象限に所属する場合には $k=3$ となり、それぞれ $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ 時計方向に位置ベクトルRを回転して位置ベクトルを第1象限に変換する。図9において61は信号点位置変更部であり、61aは位置ベクトルRの角度 $\phi$ を求める角度算出部、61bは(6)式によりkを演算する演算部、61cは位置ベクトルRを時計方向に $k \cdot (\pi/2)$ 回転する回転演算部である。52は信号点位置変更部61において第1象限に変換されたNシンボル分の位置ベクトルの平均値 $m$ を演算する平均値演算部、53は平均値 $m$ のI、Q軸成分を二乗して加算することにより $m^2$ （希望波電力S）を演算する希望波電力演算部である。54は受信信号点の位置ベクトルRのI成分 $R_I$ 、Q成分 $R_Q$ を二乗して加算することにより受信電力Pを計算する受信電力算出部である。55は受信電力Pの平均値を演算する平均値演算部、56は(4)式に従って受信電力の平均値から $m^2$ （希望波電力S）を減算して干渉波電力Iを出力する減算器、57は希望波電力Sと干渉波電力Iより(1)式によりSIRを演算するSIR演算部である。

【0025】第2実施例によれば、第1実施例と同様にNシンボルに1回減算を行うだけで良く、従来方法のようにパイロット検出、ベクトル誤差演算、ベクトル誤差の二乗演算をシンボル毎に実行し、その平均演算を行う必要がないため、回路構成を簡略化でき、しかも、演算を簡単にすることができる。

【0026】(D) 本発明のSIR測定精度の検討

図11は本発明によるスタティック環境下（熱雑音だけの環境下）でのSIR測定精度を示す特性図であり、横軸に受信SIR値、縦軸に測定されたSIR値をとって

図9は本発明のSIR測定装置の第2の実施例構成図であり、図7の第1実施例と同一部分には同一符号を付している。第2実施例において、第1実施例と異なる点は信号点位置変更部の構成である。第1実施例では、受信信号点の位置ベクトルRのI成分（同相成分）及びQ成分（直交成分）の絶対値をとって該位置ベクトルをI-jQ複素平面の第1象限信号に変換するが、第2実施例では、受信信号点の位置ベクトルRが所属するi-jQ複素平面の象限を判定し、該所属象限に応じた角度の位相回転を位置ベクトルRに施してI-jQ複素平面の第1象限に変換する。すなわち、図10を参照すると位置ベクトルRの角度 $\phi$ を求め、次式

おり、理想的には受信SIR値=測定SIR値である。エラーバーERBは測定した平均値からの標準偏差（dB）であり、短い程測定のバラツキが小さい。Aは測定シンボル数が4シンボル、Bは測定シンボル数が40シンボルの場合の特性、Cは理想特性である。この特性図より、(1) シンボル数が多くなる程（平均時間が長くなる程）、高精度にSIRを測定できることがわかる。また、(2) 受信SIRが小さくなる程、すなわち、干渉波電力Iが大きくなる程、測定誤差が大きくなる。図12は受信SIR=5dBの場合の、スタティックチャネルでの測定SIR値の確率密度分布関数である。この確率密度分布から測定シンボル数を増やすことにより、測定精度が高くなることがわかる。

【0027】(E) 本発明の第1の変形例

前述のように、図11、図12より電力の平均値演算に使用するシンボル数が多くなる程（平均時間が長くなる程）、高精度にSIRを測定でき、また、受信SIRが小さくなる程、すなわち、干渉波電力Iが大きくなる程、測定誤差が大きくなる。送信電力の高速制御を行うためには、SIR測定における平均時間を短くする必要がある。そこで、平均時間を短くしておき（SIR測定に使用するシンボル数を少なくしておき）、短時間でSIRを測定すると共に干渉波電力Iを監視し、干渉波電力が大きくなるにつれて平均時間を長くし（SIR測定に使用するシンボル数を多くし）、測定精度を維持する。

【0028】図13は以上を考慮した第1実施例（図7）の変形例であり、第1実施例と同一部分には同一符号を付している。第1実施例と異なる点は、干渉波電力Iを監視し、干渉波電力Iの大きさに基づいてSIR測定に使用するシンボル数N（平均時間 $T_m$ ）を可変制御する平均時間決定部58を設けた点である。平均時間決定部58は、干渉波電力Iを監視し、干渉波電力が大きくなるにつれて平均値演算部52、55における平均時間を長くし（SIR測定に使用するシンボル数を多くし）、SIRの測定精度を維持する。

【0029】図14は第2実施例（図9）の変形例であ



り、第2実施例と同一部分には同一符号を付している。第2実施例と異なる点は、干渉波電力Iを監視し、干渉波電力Iの大きさに基づいてSIR測定に使用するシンボル数N(平均時間 $T_m$ )を可変制御する平均時間決定部62を設けた点である。平均時間決定部62は、干渉波電力Iを監視し、干渉波電力が小さくなるにつれて平均値演算部52、55における平均時間を長くし(SIR測定に使用するシンボル数を多くし)、SIRの測定精度を維持する。

【0030】(F)本発明の第2の変形例

図11より明らかなようにシンボル数に関係なく受信SIRが小さくなる程、すなわち、干渉波電力Iが大きくなる程、SIRの測定誤差が大きくなる。そこで、 $SIR/(SIR+1)$ を演算して補正係数cを求め、該補正係数cをSIRに乗算して真のSIRとすることにより高精度の測定を可能にする。図15は以上を考慮したSIR補正部の構成図であり、57は第1実施例、第2実施例及び第1変形例におけるSIR演算部である。71はSIR補正部であり、71aは次式

$$c = SIR / (SIR + 1) \quad (7)$$

によりSIR補正係数cを算出する補正係数算出部、71bは次式

$$SIR' = c \cdot SIR \quad (8)$$

により、SIRを補正して真のSIR'を出力する補正部である。このようにすれば、シンボル数に関係なく正しいSIR値を測定出力することができる。

【0031】以上では、希望波電力と干渉波電力の比であるS/I比をSIRとして測定した場合について主に説明したが、希望波電力と雑音電力の比であるS/N比をSIRとして測定する場合にも本発明を適用することができる。また、以上では、本発明を拡散変調による無線通信におけるSIR測定について説明したが、拡散変調によらない無線通信においても本発明を適用することができる。以上、本発明を実施例により説明したが、本発明は請求の範囲に記載した本発明の主旨に従い種々の変形が可能であり、本発明はこれらを排除するものではない。

【0032】

【発明の効果】以上本発明によれば、受信信号のI成分(同相成分)及びQ成分(直交成分)の絶対値をとって該受信信号をI-Q直交座標系の第1象限の信号に変換し、該変換された信号の平均値を二乗して第1の平均電力を求め、受信信号の二乗の平均値を演算して第2の平均電力を求め、前記第2の平均電力より第1の平均電力を減算して雑音電力あるいは干渉波電力を求め、前記第1の平均電力を希望波電力とし、該希望波電力と前記雑音電力あるいは干渉波電力よりS/N比あるいはS/I比を演算して出力するようにしたから、従来方法(図22)のようにパイロット検出、ベクトル誤差演算、ベクトル誤差の二乗演算をシンボル毎に実行し、その平均演

算を行う必要がないため、回路構成を簡略化でき、また、演算を簡単にでき、しかも、従来方法と同等の測定精度を実現することができる。

【0033】また、本発明によれば、I成分(同相成分)及びQ成分(直交成分)よりなる受信信号の所屬するI-Q直交座標系の象限を判定し、受信信号が属する象限に応じた角度の位相回転を該受信信号に施して受信信号をI-Q直交座標系の第1象限の信号に変換し、該変換された信号の平均値を二乗して第1の平均電力を求め、受信信号の二乗の平均値を演算して第2の平均電力を求め、前記第2の平均電力より第1の平均電力を減算して雑音電力あるいは干渉波電力を求め、前記第1の平均電力を希望波電力とし、該希望波電力と前記雑音電力あるいは干渉波電力よりS/N比あるいはS/I比を演算して出力するようにしたから、従来方法(図22)のようにパイロット検出、ベクトル誤差演算、ベクトル誤差の二乗演算をシンボル毎に実行し、その平均演算を行う必要がないため、回路構成を簡略化でき、また、演算を簡単にでき、しかも、従来方法と同等の測定精度を実現することができる。

【0034】また、本発明によれば、雑音電力あるいは干渉波電力に応じて受信電力及び希望波電力の平均値算出に使用するシンボル数(平均時間)を可変制御するように構成したから、SIR値が小さい状態におけるSIR測定精度を向上することができ、しかも、SIR値が大きい状態におけるSIR測定時間を短縮することができる。また、本発明によれば、 $SIR/(SIR+1)$ を演算して補正係数を求め、該補正係数をSIRに乗算して真のSIRとして出力するように構成したから、SIR値が小さい状態におけるSIR測定精度を向上することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】SIR測定装置を備えた送受信機の構成図である。

【図2】受信データの信号点位置ベクトルの説明図である。

【図3】直交復調器の構成図である。

【図4】直交変調器の構成図である。

【図5】データ復調部の構成図である。

【図6】データ復調部の動作説明図である。

【図7】本発明の第1のSIR測定装置の構成図である。

【図8】位置ベクトルの象限変更方法の説明図である。

【図9】本発明の第2のSIR測定装置の構成図である。

【図10】第2実施例の象限縮退方法の説明図である。

【図11】スタティック環境下でのSIRの測定精度特性図である。

【図12】スタティック環境下での測定SIRの確率密度分布関数説明図である。

【図13】干渉波電力Iに基づいてSIR測定の平均時間を可変制御する第1実施例の変形例である。

【図14】干渉波電力Iに基づいてSIR測定の平均時間を可変制御する第2実施例の変形例である。

【図15】SIR補正部の構成図である。

【図16】送信電力制御の必要性を示す説明図である。

【図17】閉ループ方式の処理フローである。

【図18】従来のSIR測定装置の配設位置説明図である。

【図19】拡散変調信号のベクトル表現説明図である。

【図20】従来のSIR測定装置の構成図である。

【図21】従来のSIR測定方式の説明図である。

【図22】従来のSIR測定装置の構成図である。

【図23】従来のSIR測定方式の説明図である。

【符号の説明】

51・・・信号点位置変更部

52・・・平均値演算部

53・・・希望波電力演算部

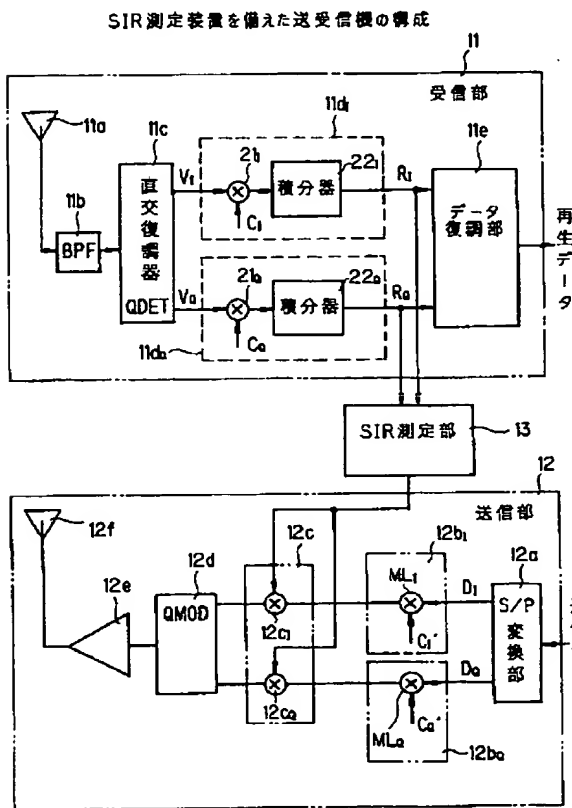
54・・・受信電力算出部

55・・・平均値演算部

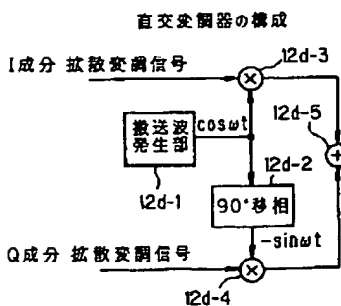
56・・・減算器

57・・・SIR演算部

【図1】

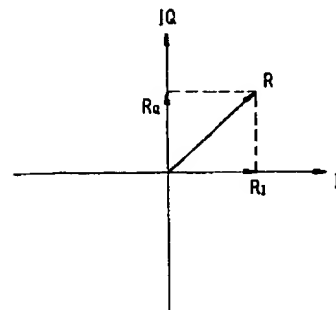


【図4】



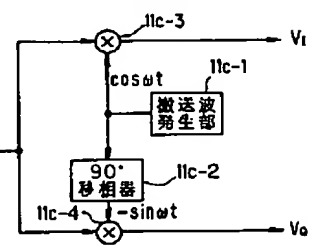
【図2】

受信データの信号点位置ベクトル説明図



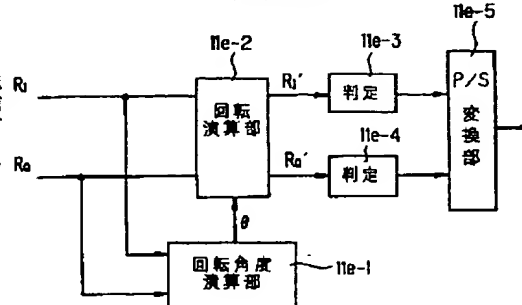
【図3】

直交復調器の構成



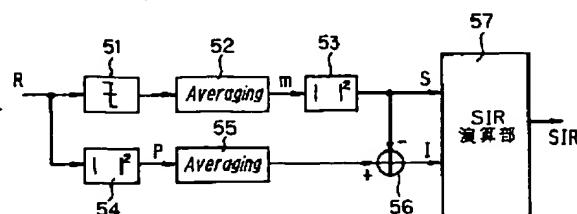
【図5】

データ復調部の構成



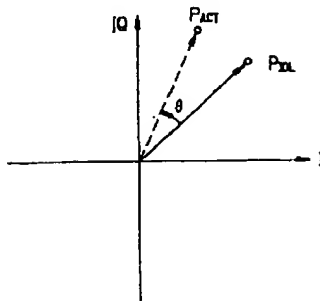
【図7】

本発明の第1のSIR測定装置の構成



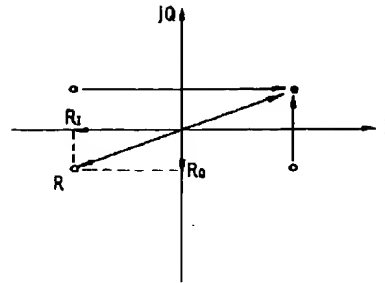
【図6】

データ復調部の動作説明図



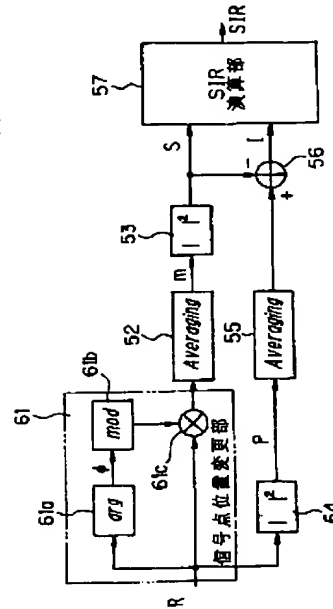
【図8】

位置ベクトルの象限変更方法の説明図



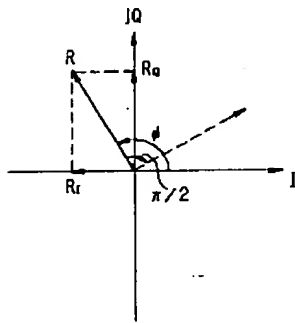
【図9】

本発明の第2のSIR測定装置の構成



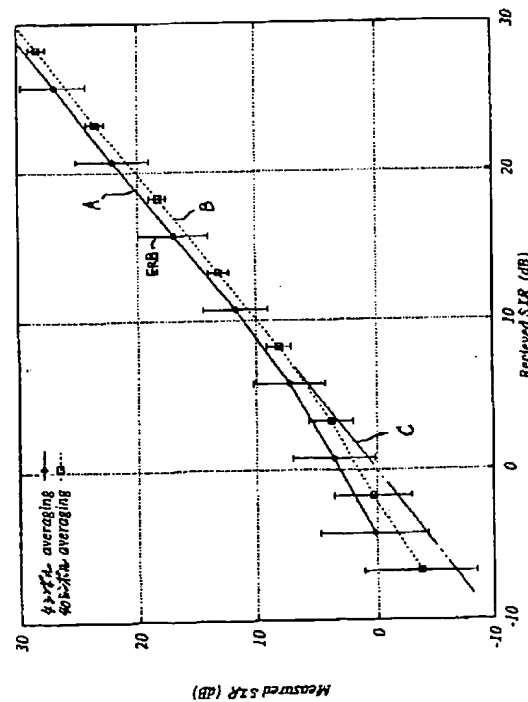
【図10】

第2実施例の象限縮減法の説明図



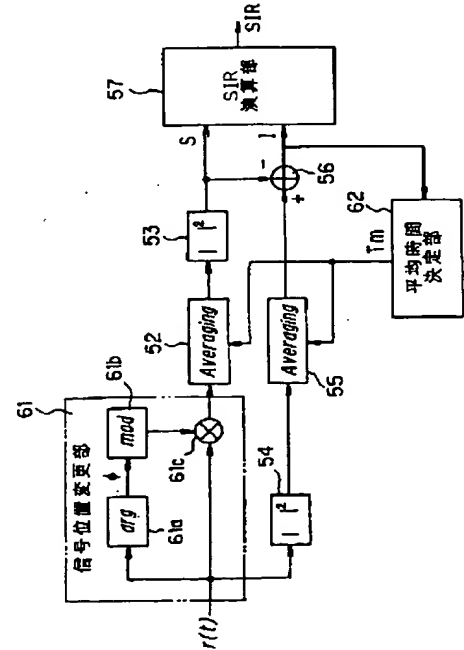
【図11】

スタティック環境下でのSIRの測定精度



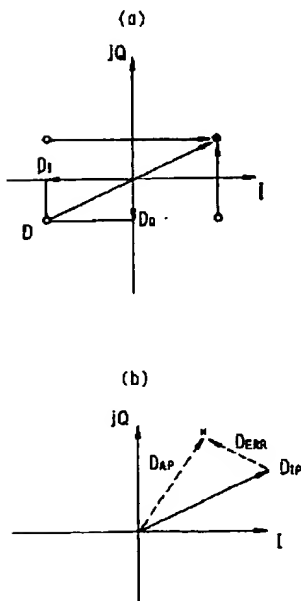
【図14】

干渉波電力Iに基いてSIR測定の平均時間を可変制御する第2実施例の変形例



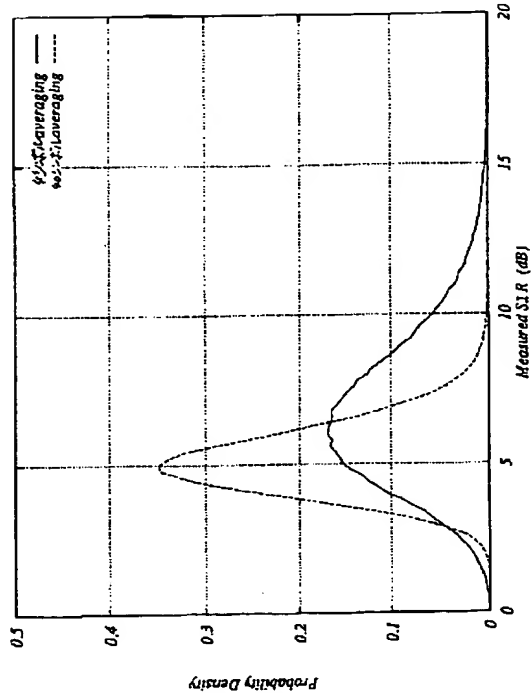
【図23】

従来のSIR測定方式説明図



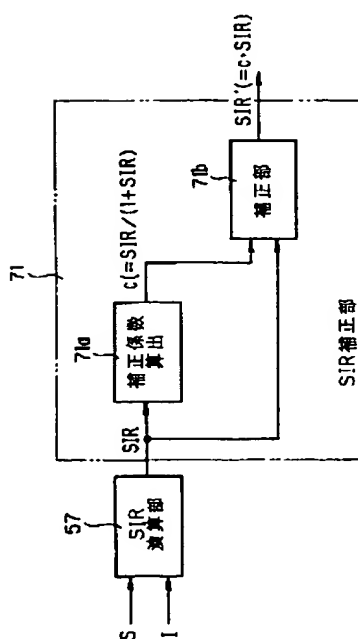
【図12】

ステディック環境下での測定SIRの確率密度分布関数 ( $S/(N+I) = 5 \text{ dB}$ )



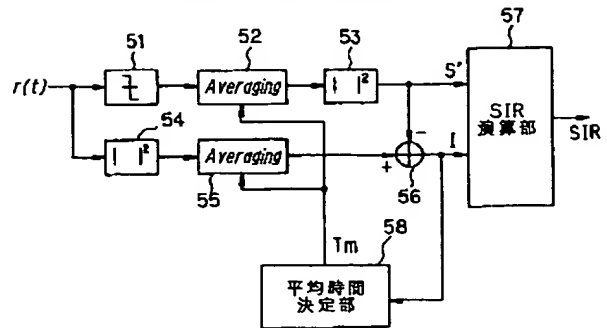
【図15】

SIR補正部の構成



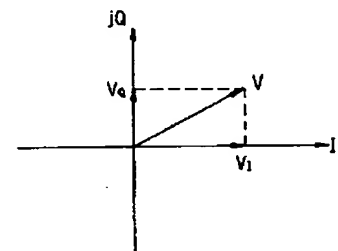
【図13】

干渉波電力に基いてSIR測定の平均時間を可変制御する第1実施例の變形例



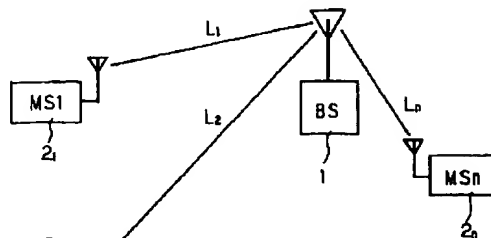
【図19】

試波実測信号のベクトル表現説明図



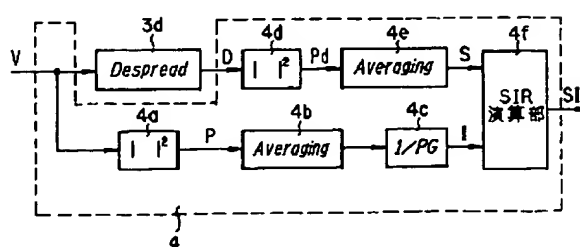
【図16】

送信電力制御の必要性を示す説明図

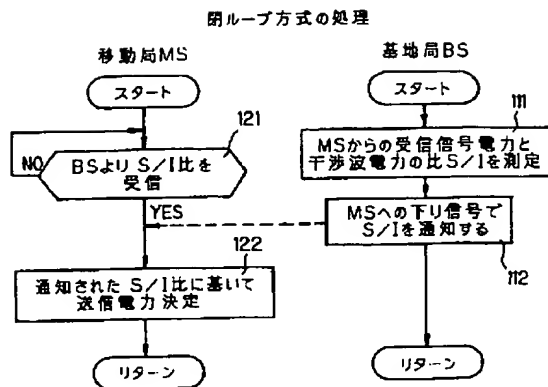


【図20】

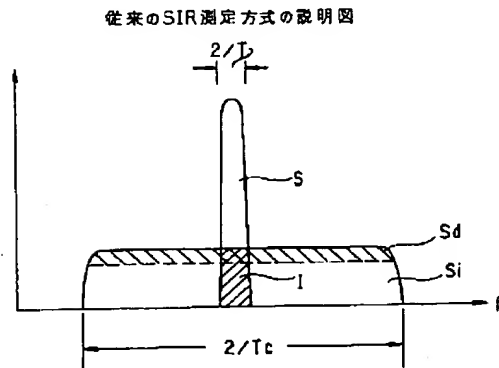
従来のSIR測定装置の構成



【図17】

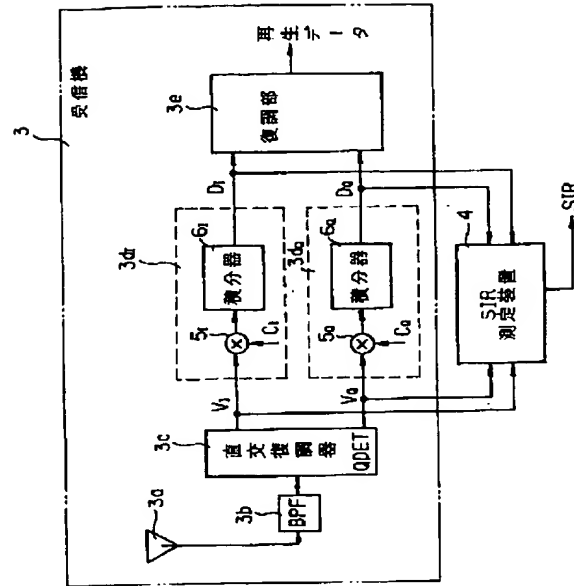


【図21】



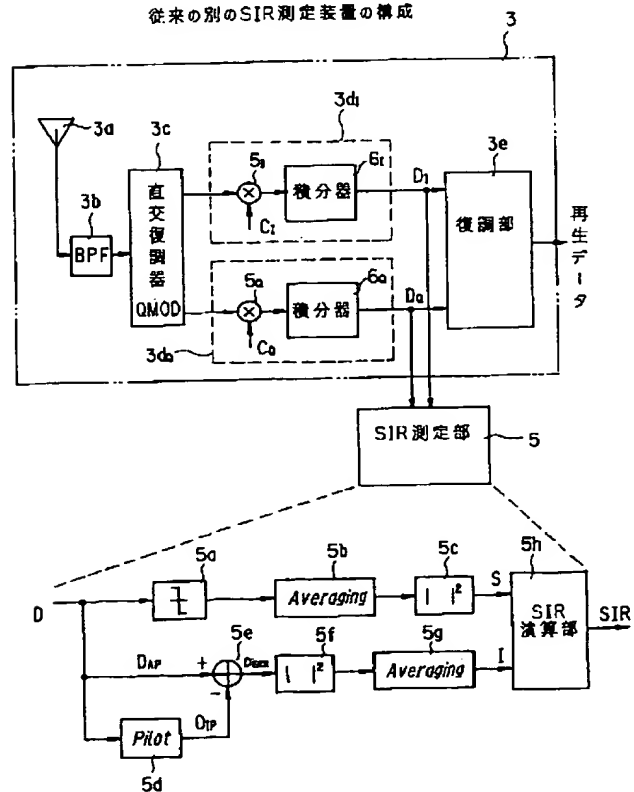
【図18】

従来のSIR測定装置の配設位置説明図



【図22】

従来の別のSIR測定装置の構成



フロントページの続き

(72)発明者 福政 英伸  
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 浜田 一  
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内  
(72)発明者 浅野 賢彦  
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内